

# 体波声光器件中换能器特征频率的测定

孙 宗 建

(同济大学物理系)

**提要:** 在体波声光器件换能器设计中,往往把它的厚度共振频率  $f_0$  作为工作频率。本文通过对换能器的几个特征频率的分析与测定,指出工作频率应选取在它的机械串联共振频率  $f_s$  上,并提出了从史密斯圆图上的换能器阻抗与频率的关系曲线上找出  $f_s$  的方法。

## Determination of characteristic frequency of transducers for bulk wave a-o devices

Sun Zongjian

(Department of Physics, Tongji University)

**Abstract:** In the design of transducers for bulk wave a-o devices, the thickness resonance frequency  $f_0$  is always taken as working frequency. By analysing and determining several characteristic frequencies for a transducer, it is pointed out that the mechanical resonance frequency  $f_s$  must be taken as the working frequency, and a method for determining  $f_s$  from the relationship graph on Smith chart between impedance and frequency of a transducer is proposed.

### 一、压电换能器 $f_s$ 的测定

为了使激励源能有效地驱动压电换能器,激励源的工作频率应取在换能器的机械串联共振频率  $f_s$  上。对于调  $Q$  激光器的声光  $Q$  开关来说,它的工作频率一般为几十兆赫,调制频率小于 10 千赫。实验表明,对同一器件,选用不同的工作频率,用网络匹配到相同的驻波比,要达到相同的光衍射效率,所需的激励源的电功率是不同的。例如,某声光  $Q$  开关的  $f_s$  为 35.5 兆赫,匹配至驻波比  $\sigma=1.2$ ,相角  $\phi=180^\circ$ ,用氦-氖激光测得一

级光偏转效率  $\eta=93\%$ ,所加电功率为 5.1 瓦。而按 40 兆赫 ( $f_0$ ) 匹配至  $\sigma=1.2$ ,相角  $\phi=180^\circ$ ,当  $\eta=91\%$  时,所加电功率为 6.7 瓦。因而,测定声光  $Q$  开关换能器的  $f_s$  是重要的,它不仅对匹配网络的设计提供了频率参数,同时对换能器厚度的计算提供了依据。

一些作者往往把  $f_0=v/2d$  ( $v$  为换能器中的声速; $d$  为换能器厚度) 用作器件的“中心频率”<sup>[1,2]</sup>。但他们在实验中也发现,这一“中心频率”与“实效中心频率”很不一致。事实上,根据 Mason 等效电路,在换能器空载时,两个声端短路,令换能器电输入阻抗  $Z_i=\infty$ ,

收稿日期: 1981 年 3 月 10 日。

可求得  $f_0 = f_p$ ,  $f_p$  为机械并联共振频率。当然与  $f_s$  是有一定偏差的。

任一光器件可用参数:  $Z_{mb}$ ——( $Z_1, t_1$ )—— $P(K)$ ——( $Z_2, t_2$ )——( $Z_3, t_3$ )——( $Z_4, t_4$ )—— $Z_m$  来表示。 $Z_{mb}$  为背面介质的相对声阻抗(相对于压电层的声阻抗,以下同);  $Z_1, Z_2, Z_4$  为电极层的相对声阻抗;  $Z_3$  为粘结层的相对声阻抗;  $K$  为换能器机电耦合系数;  $t_1, t_2, t_4$  为在频率  $f_0$  时,电极层中以半波长为尺度的电极层相对厚度;  $t_3$  为在频率  $f_0$  时,粘结层中以半波长为尺度的粘结层相对厚度;  $Z_m$  为声光介质的相对声阻抗。对于背面介质为铜,电极材料为金,厚 2000 埃,粘结材料钢,厚 1 微米,压电材料为  $36^\circ Y$  切割铌酸锂,声光介质为  $ZF_6$  玻璃,频率 40 兆赫的声光  $Q$  开关,参数为 1.32——(1.93, 0.005)—— $P(0.49)$ ——(1.93, 0.005)——(0.48, 0.035)——(1.93, 0.005)——0.53, 换能器的一端是声光介质  $ZF_6$  玻璃,其长度比声波波长大得多( $ZF_6$  中 40 兆赫声波的波长约 0.095 毫米),且介质末端切有吸声角,涂以吸声橡胶,因而基本上无声波反射回换能器,故相当于无限大媒质,其负载阻抗为纯阻。等效于两段传输线的钢、金,其厚度与 40 兆赫声波在其中的半波长之比分别为 0.035 与 0.005。从传输线理论可知,它们不会改变终端负载的大小与性质,也就是影响很小。换能器另一端接触铜电极压块(铜中 40 兆赫声波波长约为 0.097 毫米),铜电极外是空气( $Z_l = \rho c \approx 0$ ),按传输线理论,  $Z_0 = jZ_s \operatorname{tg} kl$  ( $Z_s$  为铜的声阻抗率;  $k$  为波数;  $l$  为铜块厚度;  $Z_0$  为从换能器看出去的声阻抗率)。由于铜块厚度、平整度误差以及声速的测量误差,所以该背面声路的容、感性及大小难以控制,  $f_0$  与有载时的  $f_p$  的偏差也就无法估算。实验表明,对参数为 1.32——(1.93, 0.005)—— $P(0.49)$ ——(1.93, 0.005)——(0.48, 0.035)——(1.93, 0.005)——0.53 的 40 兆赫声光  $Q$  开关,  $f_0$  与有载时的  $f_p$  相

差 1~2 兆赫,  $f_p$  比  $f_s$  大 4 兆赫左右,也就是  $f_0$  比  $f_s$  大 3~5 兆赫。这样,铌酸锂换能器按 43~45 兆赫来计算,则厚度为 0.072~0.074 毫米,比按 40 兆赫算得的值小 1 丝不到,从而使器件的  $f_s$  接近 40 兆赫。

换能器  $Z_i \sim f$  曲线的测量装置如图 1 所示。从驻波测量仪上读得相角  $\phi$ , 从选频放大器上读出驻波系数  $\sigma$ , 在史密斯圆图上找出相应的  $Z_i(f)$  点。根据史密斯圆图的性质,某一归一化阻抗在圆图上的位置与它的归一化导纳在圆图上的位置,关于圆图中央是对称的,可得到  $Y_i \sim f$  曲线。由于坐标系是正交、非线性的,所以“阻抗圆”、“导纳圆”并非圆的。在“导纳圆”上找出电导最大值的位置,“阻抗圆”上对应位置处的频率即  $f_s$ 。

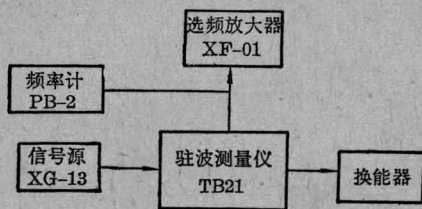


图 1  $Z_i \sim f$  曲线测试装置方框图

使用驻波仪测量中,必须减小相角的测量误差,不然图形畸变太大,找出的  $f_p, f_s$  误差也大。另外,根据测得的  $\sigma$  与  $\phi$  在史密斯圆图上找到的  $Z_i$  是  $R_e(Z_i)$  与  $I_m(Z_i)$  相串联组成的。不难看出,  $I_m[Z_i(f_s)] \neq \frac{1}{\omega_s C_0}$ ,  $R_e[Z_i(f_s)] \neq R = R_1 + R_e(Z_m)$ 。因为在机械串联共振频率时,换能器的等效电路是  $C_0$  与  $R$  相并联,而上述方法测得的,实际上是  $C'_0$  与  $R'$  相串联,相互换算公式为:

$$R = \left[ (R')^2 + \left( \frac{1}{C'_0 \omega_s} \right)^2 \right] / R'$$

$$C_0 \omega_s = 1 / (C'_0 \omega_s) \left[ (R')^2 + \left( \frac{1}{C'_0 \omega_s} \right)^2 \right]$$

当然,从史密斯圆图上找出  $Z_i(f_s)$  的对应点  $Y_i(f_s)$  的值,然后去归一化因子,也可换算得  $C_0, R$ 。这一点看来是很浅显的,然而有的作



者疏忽了这一点<sup>[3]</sup>。在设计匹配网络时,不论把  $Z_i(f_s)$  看成  $R'$  与  $C_0$  串联或是看成  $C_0$  与  $R$  并联,效果是一样的。只是前者对于定压源,由于接近串联谐振状况,在激励源电压相同情况下,换能器能比后者吸收较大的功率。

测试中值得重视的问题是,应尽量减小换能器电极与电缆接头间引线的分布电感。经测试,  $\phi 0.12$  毫米镀镍铜丝无弯曲时的分布电感为 25 毫微亨/厘米,而厚 0.4 毫米,宽 5 毫米的铜片为 5 毫微亨/厘米。设引线总长 5 厘米,在  $f_s = 40$  兆赫时,  $L\omega \approx 31$  欧姆,归一化电抗为 0.6。这样,测得的  $Z_i(f_s)$ ,实际上是在原来的  $Z_i(f_s)$  点的等实圆上,沿电抗增加方向(顺时针)转过  $60^\circ$  左右。由于频率不同,转过的角度也不同,这样使  $Z_i(f)$  曲线产生了畸变,由此定出的  $f_p$ 、 $f_s$  偏离实际值较大。其次,当分布电感的感抗值与换能器钳定电容  $C_0$  的容抗值  $1/C_0\omega_s$  接近时,使  $Z_i(f)$  的谐振特性变得很复杂,甚至无法找出  $f_p$  与  $f_s$ 。使用上述铜片连接电极与电缆接头时,分布电感较小,约使图形转过  $10^\circ$ ,图形畸变较小,找出的  $f_p$ 、 $f_s$  较接近实际值。

判断所找的  $f_s$  与实际值是否接近的一个方法是,将  $\omega_s C_0$  的计算值与导纳圆上  $f_s$  点处的电纳值进行比较。 $C_0$  按换能器的材料、厚度与电极大小算得。例如,在史密斯圆图上某器件的  $Y_i(f)$  曲线上找到  $C_0\omega_s \approx 1.80$ 。根据压电换能器算得的  $C_0\omega_s \approx 1.82$  (铌酸锂  $\epsilon_r = 39$ ,厚 0.081 毫米,二块长 24 毫米,宽 3.55 毫米,串联),两者较接近,图形转过  $10^\circ$  时,所定的  $f_p$ 、 $f_s$  误差在 1 兆赫以内。

换能器的  $f_n$  与  $f_m$  可以在扫频仪上直接读出。测试装置如图 2 所示。40 兆赫声光 Q 开关的换能器分割成两块,串联后使用,两块换能器性能上的差异能在  $|Z_i| \sim f$  曲线上反映出来。当厚度、电极面积上差异大时,  $|Z_i| \sim f$  曲线的谷与峰就平坦,差异小时则尖锐(图 3.4)。这亦可作检验加工工艺的参考。

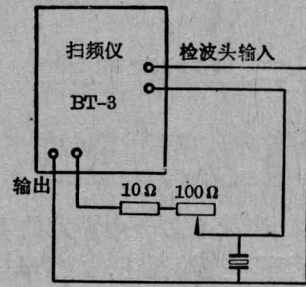


图 2 换能器阻抗幅值  $|Z_i|$  的测量装置

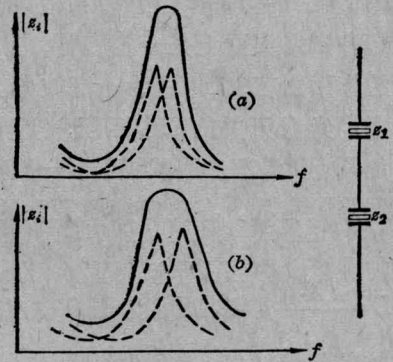
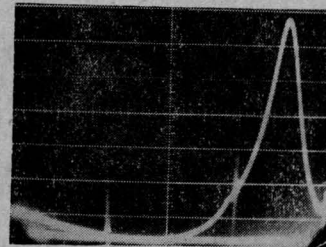
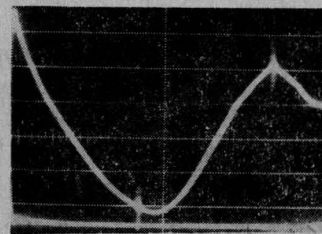


图 3 换能器  $|Z_i| \sim f$  曲线

(a) 两块换能器差异较小的情况;  
(b) 两块换能器差异较大的情况



25 30 35 40 兆赫



30 兆赫 35 兆赫 40 兆赫

图 4  $|Z_i| \sim f$  曲线

纵座标:  $|Z_i|$  相对值

## 二、阻抗匹配方法

声光器件中，电声换能器的电阻抗必须与驱动源的输出阻抗相匹配，才能消除或减小失配损耗。也就是对一个给定的声光器件，视在驱动功率不变情况下，在源与器件间介入适当的匹配网络，能使器件得到最大的扭转效率。显然，匹配网络本身应该没有损耗，即传输常数  $\Theta = b + ja$  中衰减常数  $b$  应为 0，因而这种网络实际上是一相移器，从其分离频带的作用而言，又可看为一滤波器。在此，仅考虑声光  $Q$  开关的窄带匹配，常用的匹配网络如图 5。为滤去高次谐波，一般用  $(d)$  型低通网络较有利。在史密斯圆图上的匹配步骤如图 6 所示<sup>[4]</sup>，在此不详述。电感  $L$  的值为： $L = \frac{X_{12}R_s}{\omega}$ 。  $X_{12}$  为图 6 中点 1、点 2 间电抗差的绝对值；  $R_s$  为驱动源内阻。电容  $C$  的值为： $C = \frac{X_{34}}{\omega R_s}$ 。  $X_{34}$  为点 3、点 4 间电纳差的绝对值。

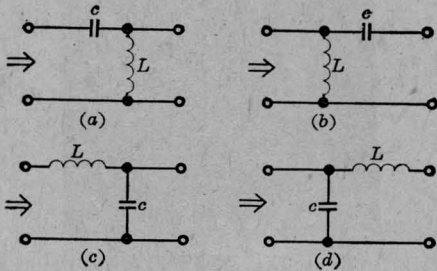


图 5 几种阻抗匹配网络

从史密斯圆图上是没法找出  $L$ 、 $C$  的计算公式的，只能查对出几个点的近似值，然后按上式计算，并且也无法知道网络的传输常数。根据四端网络的基础理论，利用史密斯圆图的性质，不难得出上述  $L$ 、 $C$  的计算公式：

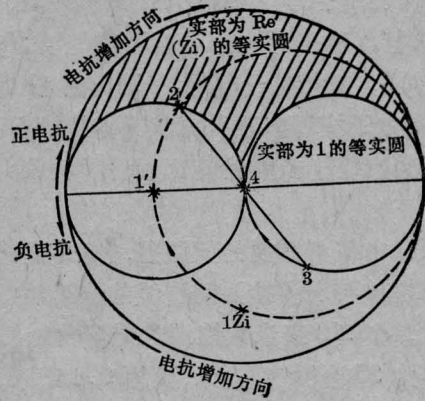


图 6 表示于 Smith 圆图上的阻抗匹配步骤

$$L = \frac{1}{\omega} [I_m(Z_i^*) + \sqrt{R_e(Z_i)} \times \sqrt{R_s - R_e(Z_i)}];$$

$$C = \frac{1}{\omega R_s \sqrt{R_e(Z_i)}};$$

$$\phi = \text{tg}^{-1} \sqrt{\frac{R_s - R_e(Z_i)}{R_e(Z_i)}} + \text{tg}^{-1} \frac{I_m(Z_i)}{R_e(Z_i)}.$$

$\phi$  为相移角；\* 表示取共轭。显然，当  $Z_i$  落在图 6 斜线区域内时， $L$  应改用一电容  $C'$ ，

$$C' = \frac{1}{\omega} [I_m(Z_i^*) + \sqrt{R_e(Z_i)} \times \sqrt{R_s - R_e(Z_i)}]^{-1}.$$

图 5 中  $(a)$ 、 $(b)$ 、 $(c)$  类型网络的计算公式在此就不给出了。

本文得到魏墨鑫教授的指导，上海激光技术研究所吕建华、方正的指导帮助，在此一并表示感谢。

## 参 考 文 献

- [1] 同济大学声学研究室；《超声工业测量技术》，上海人民出版社，1977，p. 60~62。
- [2] “汉字信息处理技术”（激光输出译文专辑），p. 51，译自：National Technical Report, 1974, 20, No. 2, 197~208。
- [3] Isao Sato, Akira Fukumoto; IEEE SU-20, 1973, No. 3, 287~289。
- [4] Ralph S. Carson; “High Frequency Amplifiers”, N. Y., Wiley Interscience, 1975, p. 62~65。